

Phase Locked Loops (PLL)

Anwendung: Synchronisation zweier Oszillatoren / eines Oszillators mit einem Signal

- z.B.:
- Taktrückgewinnung bei serieller Datenübertragung
 - Takterzeugung (CPU) / Teilung
 - FM- Demodulation
 - PAL (PM- Demodulation)
 - Ableitung aus veränderlichem Taktsignal aus genauen Referenzen

Blöcke und Systemverhalten

→ Folie Blöcke

- Phasenvergleicher: lin. Approximation $M_d = K_d \cdot \phi_{in}$
- Filter $U_{cp}(s) = H(s) U_d(s)$
- Verstärkung v des Filters \rightarrow Separation in getrennten Block, $M_f \stackrel{!}{=} FM$ -Ausgang
- Oszillator: $\omega_2 = \omega_0 + K_o \cdot M_f$
- Teiler $\frac{1}{N}$: Isoliierung ab Verstärker möglich $\omega_{out} = \frac{1}{N} \cdot \omega_2$
- Integriertoren nicht physikalisch vorhanden, werden im Modell zur Gewinnung von ϕ_{in} gebraucht $\phi = \phi(t_0) + \int_{t_0}^t \omega(\tau) d\tau$

→ Folie Systemmodell

PLL- Arten:

- lineare PLL (LPLL), analoge Schaltung
- digitale PLL (DPLL), digitaler Phasenkompensator, Rest analog
- all-digital PLL (ADPLL), voll digitale Lösung
- Software PLL, SPLL, programmiert, z.B. auf DSP

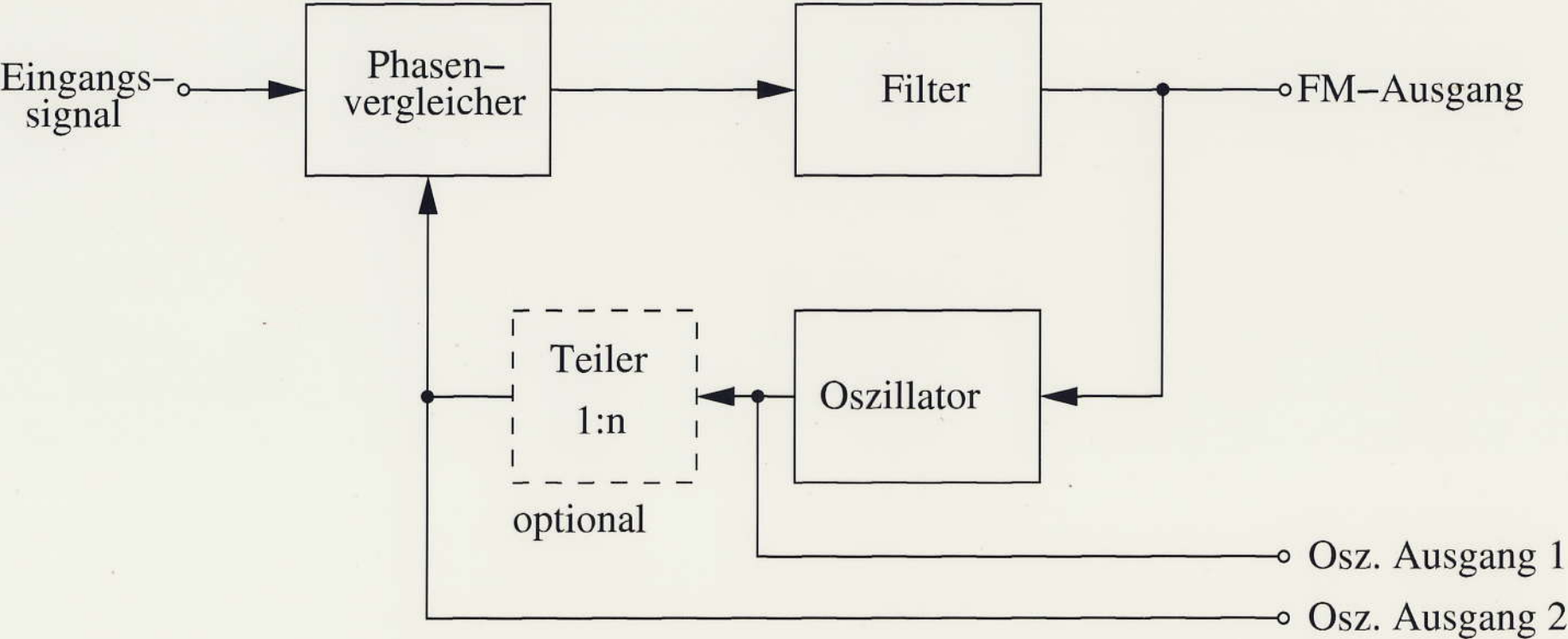
Globales Verhalten

Folie

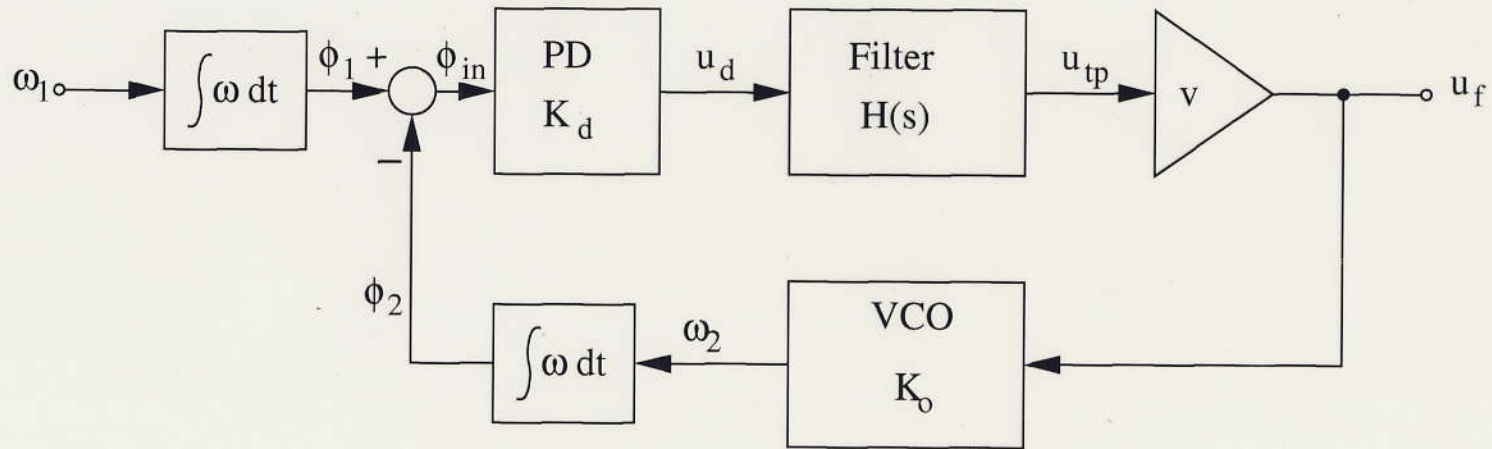
ω_H - Haltebereich
 ω_F - Fangbereich

allgemein: $\omega_H > \omega_F$

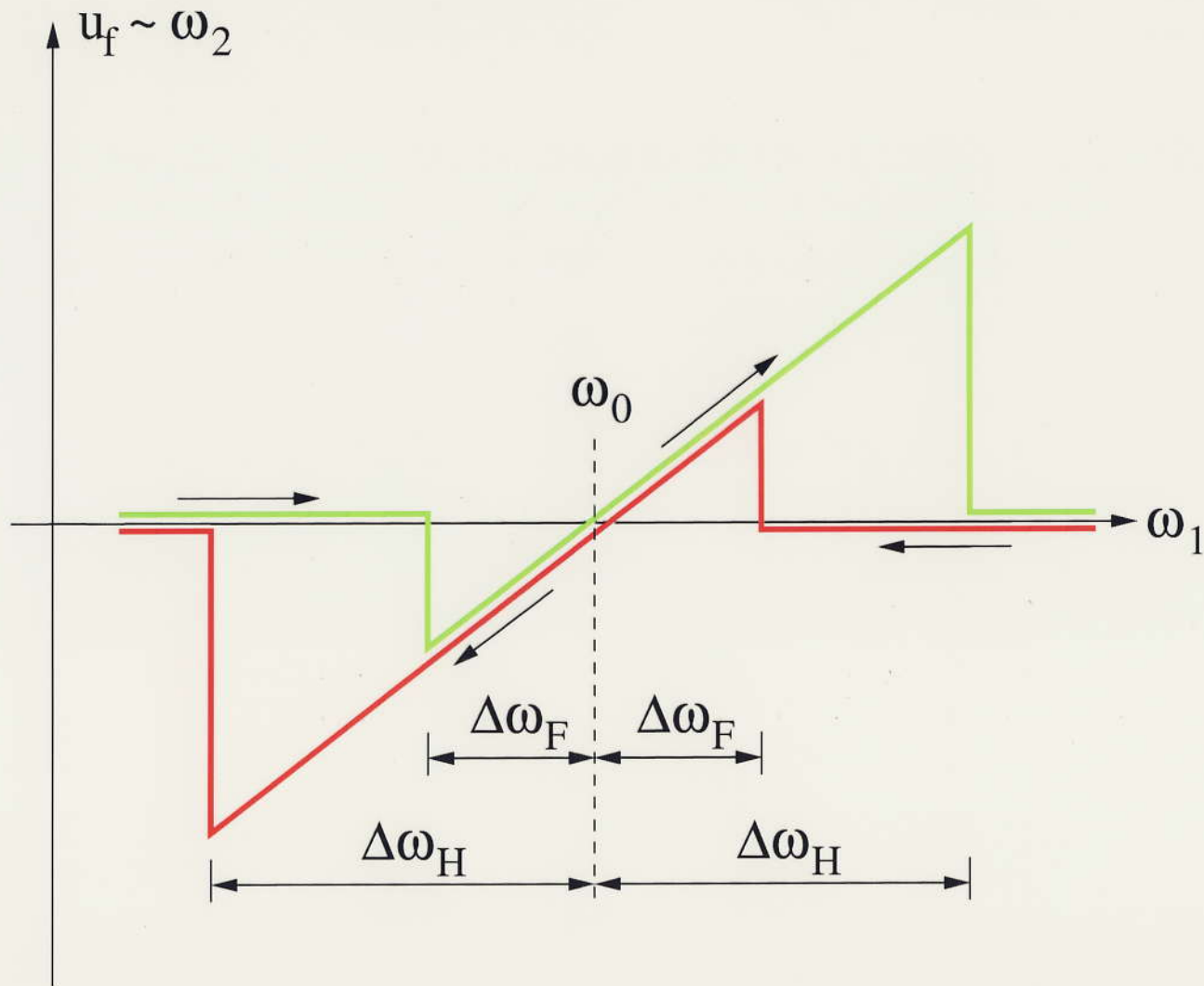
Struktur



Systemmodell



Halte- und Fangbereich



Lineare Analyse im Haltebereich, eingeregnete PLL

Übertragungsfunktion

offene Kette:

$$k \cdot v = K_d \cdot H(s) \cdot v \cdot K_o \cdot \frac{1}{s}$$

geschlossene Schleife

$$\frac{U_e}{\varphi_n} = \frac{K_d \cdot H(s) \cdot v}{1 + K_d \cdot H(s) \cdot K_o \cdot \frac{1}{s} \cdot v}$$

$$\frac{U_e}{\omega_n} = \frac{K_d \cdot H(s) \cdot v}{s + K_d \cdot H(s) \cdot K_o \cdot v}$$

- gilt für alle PLL-Varianten
- ω_n ... Eingangsfrequenz
- $s = j\omega_n$ ist die Frequenz, mit der sich ω_n bzw φ_n oder ψ_n ändert
- $s = j\omega_n$ entspricht dabei eine FM mit sinusförmigem Signal

Typ und Ordnung einer PLL

Typ: $\hat{=}$ Anzahl der Pole von $k \cdot v$ im Ursprung
 hat $H(s)$ keine Pole im Ursprung \rightarrow Typ 1

Ordnung $\hat{=}$ Anzahl der Pole in U_e/φ_n

Beispiel: PI-Filter $H(s) = \frac{1+sT_2}{sT_1}$

$$k \cdot v = K_d \cdot K_o \cdot v \cdot \frac{1+sT_2}{s^2 T_1} \rightarrow \text{Typ 2}$$

$$\frac{U_e}{\varphi_n} = \frac{K_d K_o \cdot \frac{1+sT_2}{sT_1}}{1 + K_d K_o v \cdot \frac{1+sT_2}{s^2 T_1}} = \frac{K_d v T_1 (1+sT_2)}{s^2 T_1 + K_d K_o v (1+sT_2)} \rightarrow \text{Ordnung 2}$$

Stationärer Phasenfehler und Frequenzfehler bei verschiedenen Eingangssignalen

Signal	Gleichung	Typ 1	Typ 2	Typ 3
Phasensprung	$\varphi_n(s) = \frac{1}{s} \cdot \Delta\varphi$	$\Delta\varphi_{\infty} = 0, \Delta\omega_{\infty} = 0$	0, 0	0, 0
Frequenzsprung	$\varphi_n(s) = \Delta\omega / s^2$	$\Delta\varphi_{\infty} = \text{konst.}, \Delta\omega_{\infty} = 0$	0, 0	0, 0
lineare Frequenzänderung	$\varphi_n(s) = \Delta\dot{\omega} / s^3$	$\Delta\varphi \hat{=} \frac{1}{K_f}, \Delta\omega_{\infty} = \text{konst.}$	$\Delta\varphi_{\infty} = \text{konst.}, \Delta\omega_{\infty} = 0$	0, 0

a) PLL erster Ordnung

$$H(s) = 1$$

$$\frac{U_E}{\omega_n} = \frac{K_d \cdot v}{s + K_d K_o v} = \frac{1}{K_o} \cdot \frac{K_o K_d v}{s + K_d K_o v} = \frac{1}{K_o} \frac{\omega_{\infty}}{s + \omega_{\infty}}$$

→ Verhalten wie TP erster Ordnung ~~Folgt~~

- Grenzfrequenz proportional zur Schleifenverstärkung $K_d K_o v$

Folgt

- schnelles Einschwingen erfordert große ω_{∞}

Haltebereich

Begrenzung in der Regel durch Phasendetektor

$$\Delta \omega_H = K_o \cdot v \cdot M_{dmax} = K_o \cdot v \cdot K_d \cdot \underbrace{|\varphi_{max} - \varphi_{dol}|}$$

z.B. $\frac{\pi}{2}$, abhängig vom Phasendetektor-Typ

- $\Delta \omega_H$ bei ausgewähltem PD-Typ über Schleifenverstärkung einstellbar

b) PLL zweiter Ordnung

$$H(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_0'}}$$

ω_0' ... Polstelle des Filters

$$\frac{M_E}{\omega_1} = \frac{1}{K_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_{\infty}} + \frac{s^2}{\omega_{\infty} \omega_0'}}$$

$\omega_{\infty} = K_o K_d v$... Polstelle der PLL für $H(s)=1$

- Pole des Systems:

$$s_{1/2} = -\frac{\omega_0'}{2} \left(1 \pm \sqrt{1 - 4 \frac{\omega_{\infty}}{\omega_0'}} \right)$$

Wahl von $\frac{\omega_{\infty}}{\omega_0'}$:

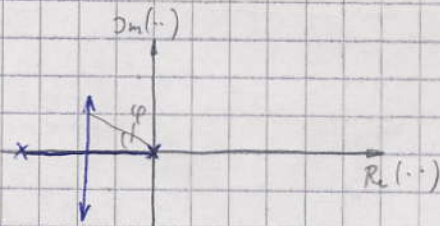
Spezialfälle:

- aperiodischer Grenzfall: $\frac{\omega_{\infty}}{\omega_0'} = \frac{1}{4}$

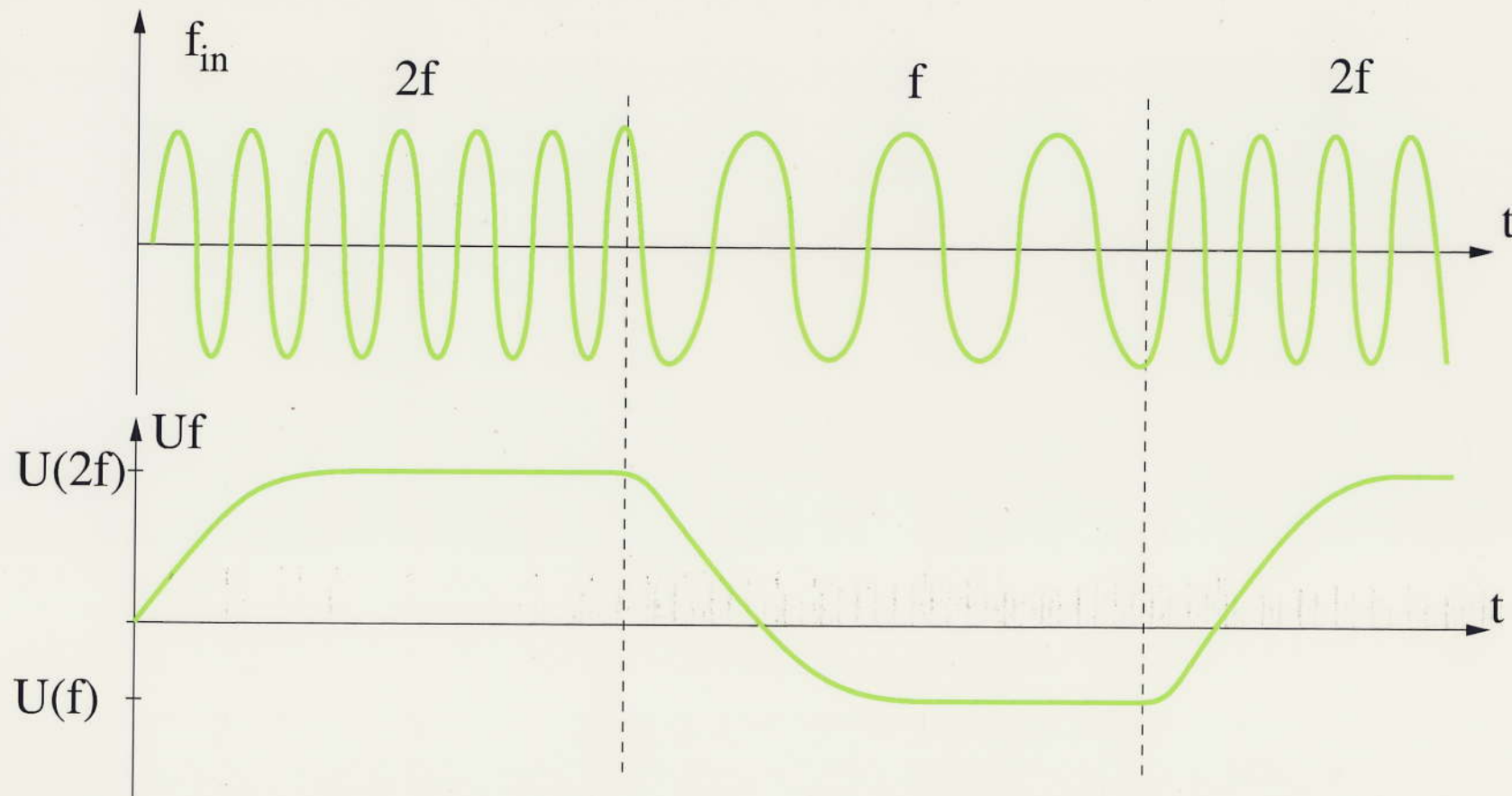
- Butterworth - Filter: $\frac{\omega_{\infty}}{\omega_0'} = \frac{1}{2}$, $\varphi = 45^\circ$

- flacher Frequenzgang mit hoher Grenzfrequenz
- leichtes Überspringen

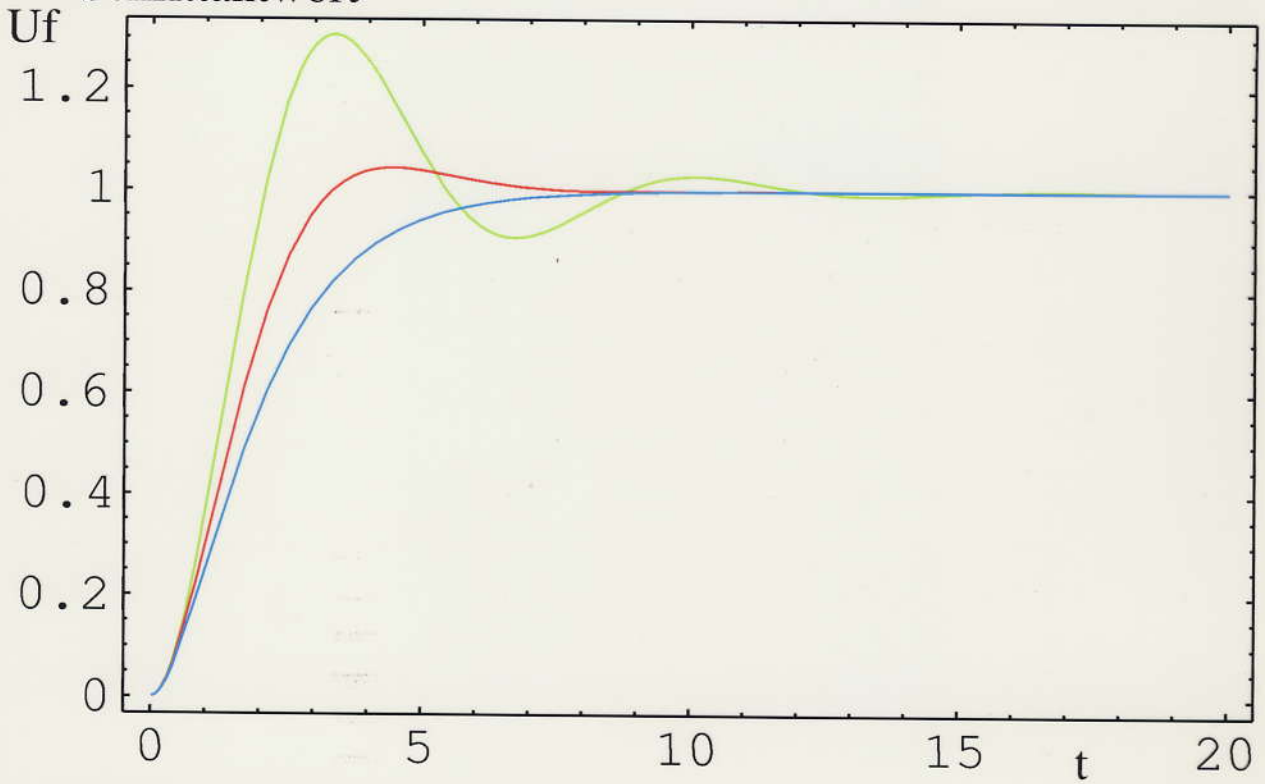
Folgt



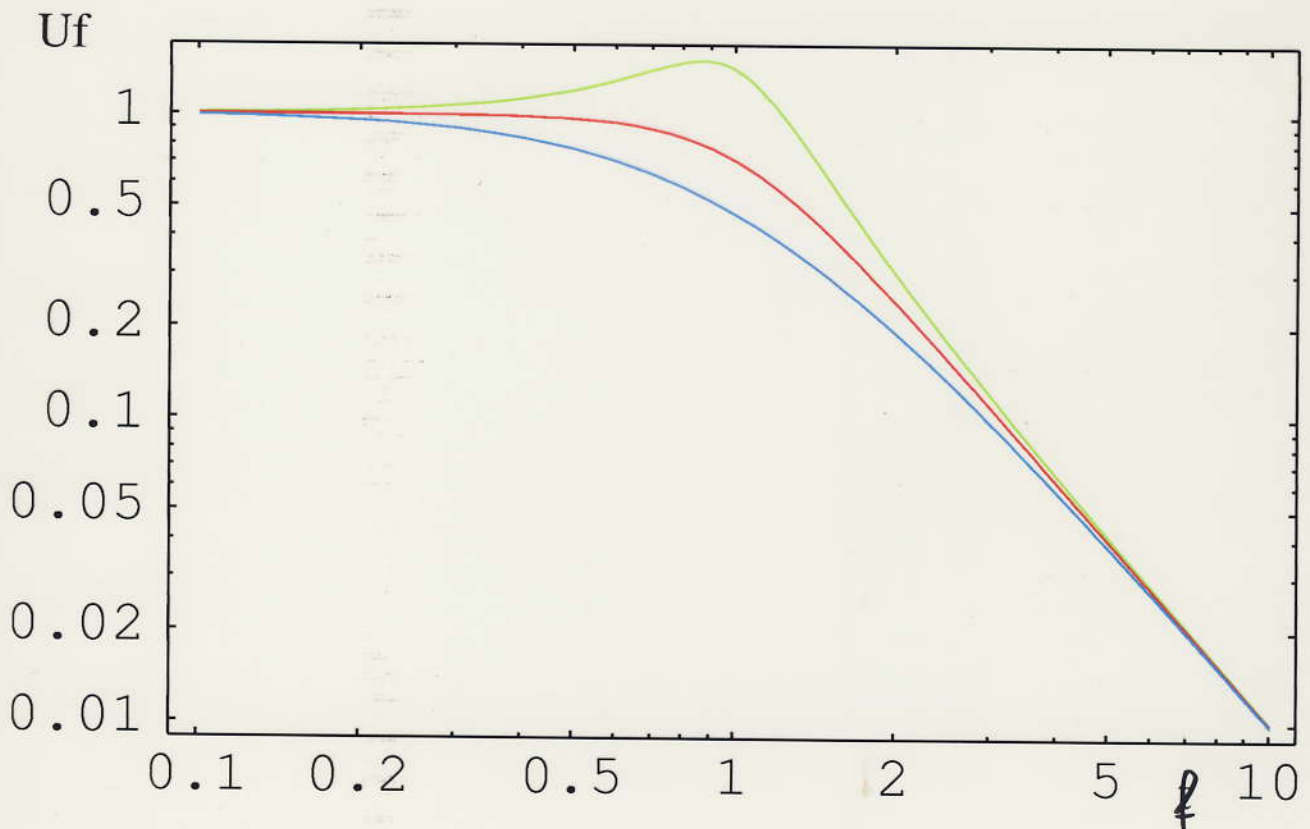
Sprungverhalten PLL erster Ordnung



Schrittantwort



Frequenzgang



~~Manche Anwendungen benötigen großen~~

- Haltebereich identisch mit dem der PLL erster Ordnung,

da $|H(0)| = 1$

- Haltebereich und Bandbreite sind über ω_0 miteinander verknüpft

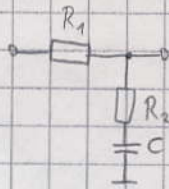
Manche Anwendungen erfordern großen Haltebereich bei geringer Bandbreite / ω_0

(z.B. Taktrückgewinnung bei gestörtem Signal, FM-Modulation)

Problem: Verknüpfung $\Delta\omega_H$ und ω_0 , Stabilität

Abhilfe: weiteren Freiheitsgrad in $H(s)$ einbauen

c) Tiefpaß mit Nullstelle



$$H(s) = \frac{1 + \frac{s}{\omega_0}}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

Folie p113

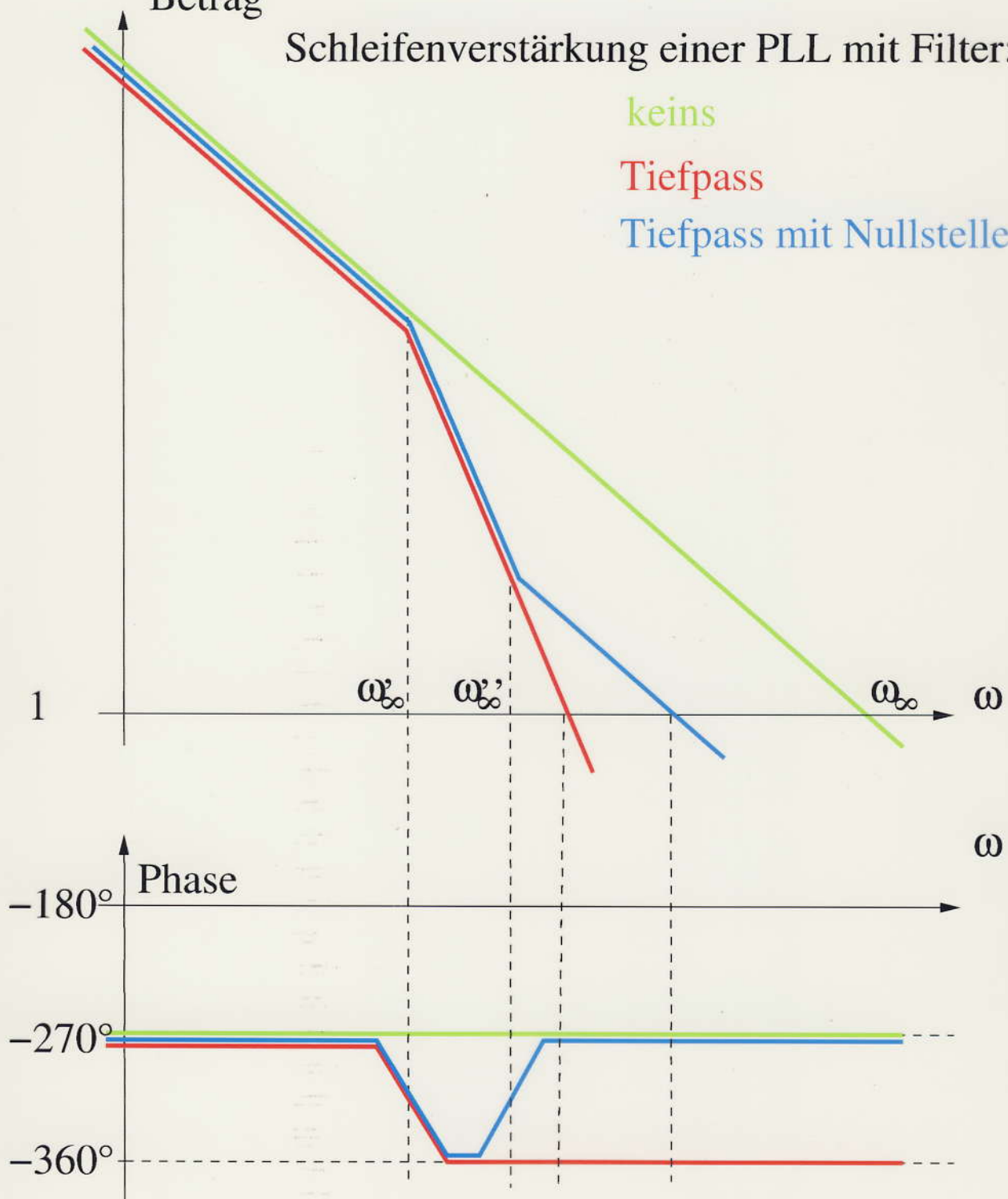
Betrag

Schleifenverstärkung einer PLL mit Filter:

keins

Tiefpass

Tiefpass mit Nullstelle



Realisierung der Komponenten

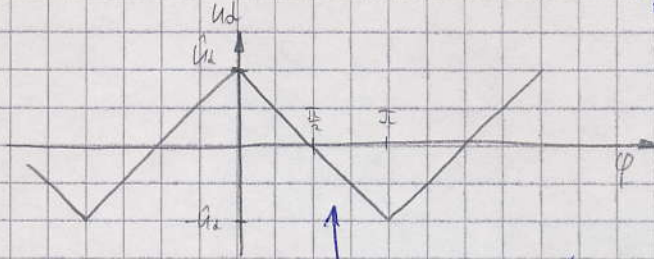
Phasendetektoren

a) Multiplizierer

Folie

Eingangssignale: Rechteck (z.B. durch Übersteuerung)

$$\bar{U}_d = \hat{U}_d \left(1 - \frac{2\varphi}{\pi}\right)$$



Multiplikation der Vorzeichen führt zu digitalen Phasendetektoren

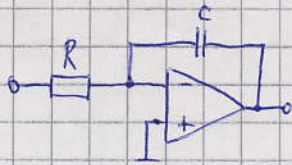
Zusammenhang wird nichtlinear, wenn Multiplizierer nicht mehr übersteuert ist

b) ... Folie

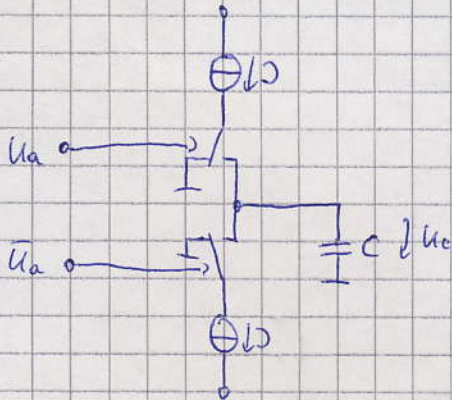
PFD: zusätzliche Frequenzinformation

Folie 4046

Mittelwertbildung z.B.



oder mit Ladungspumpe

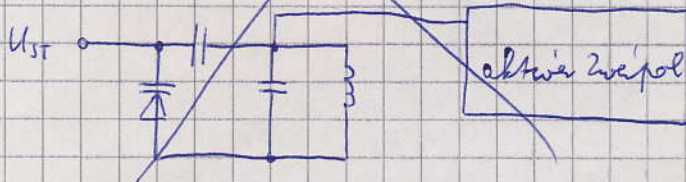


$$U_c(t) = \frac{2}{C} \int \sin(\omega t) \cos(\omega t) dt$$

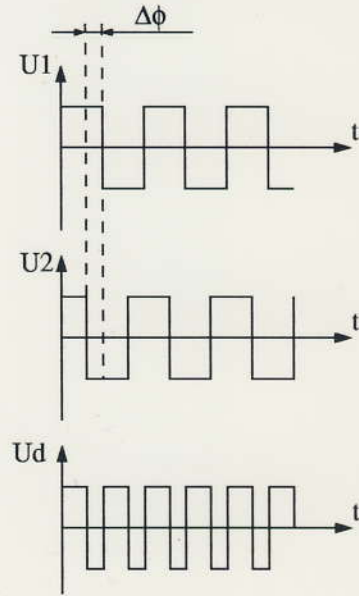
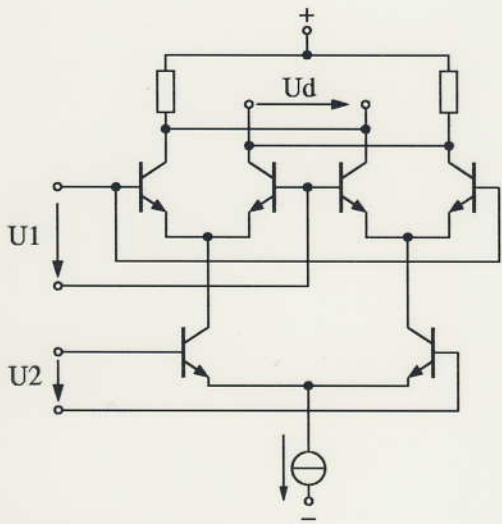
→ $\frac{1}{s}$ im Phasendetektor durch Integration

~~XCO~~

a) LC-Oszillatoren

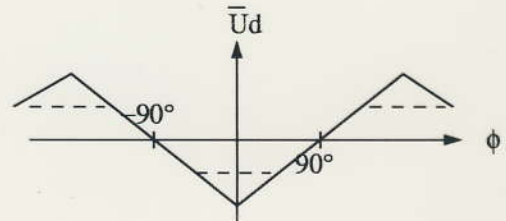
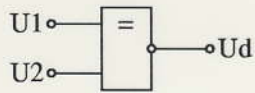


Analoger Phasendetektor

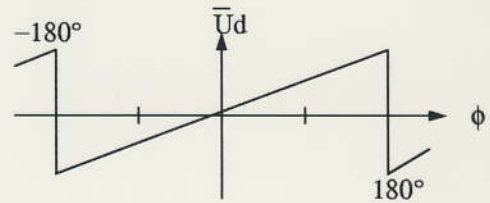
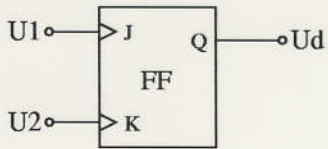


Digitale Phasendetektoren

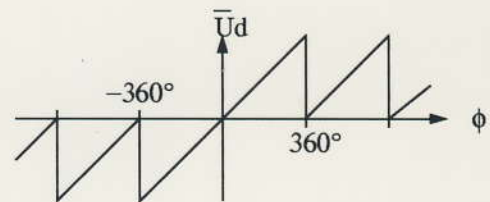
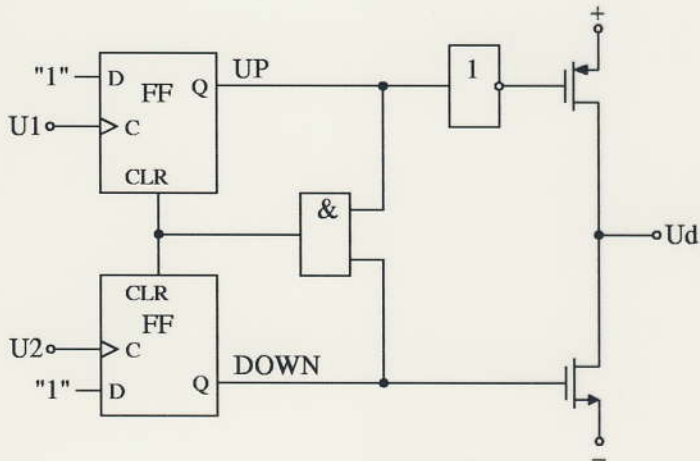
EXOR



JK-FF

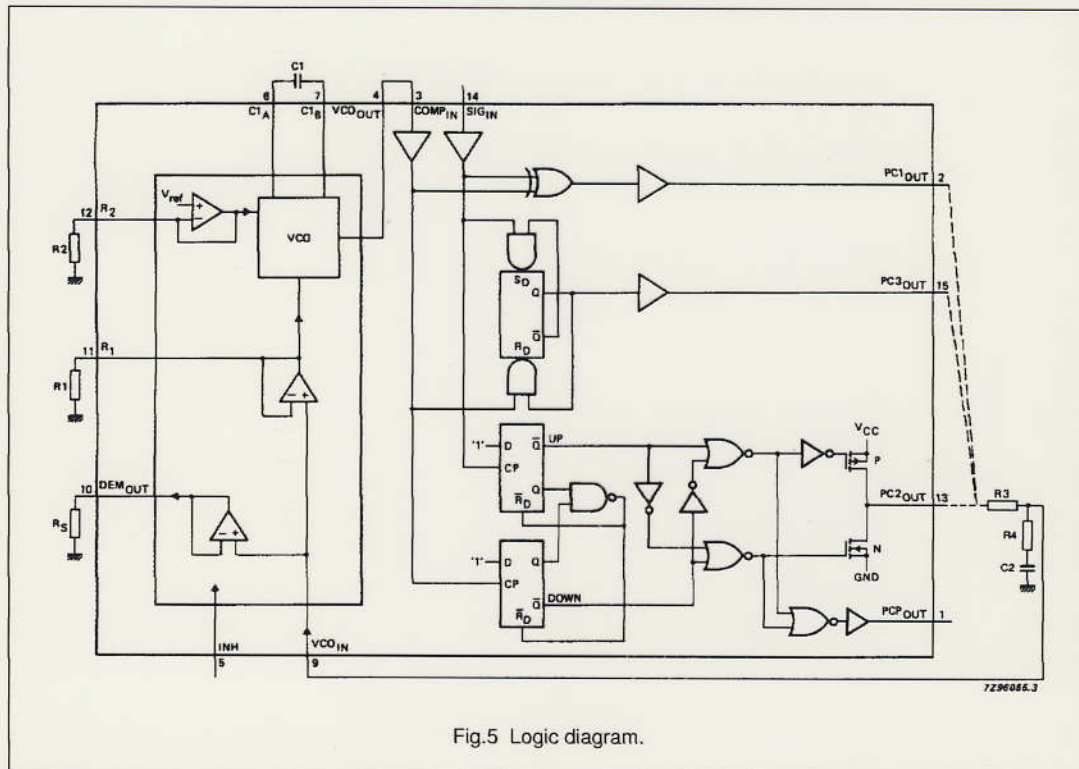
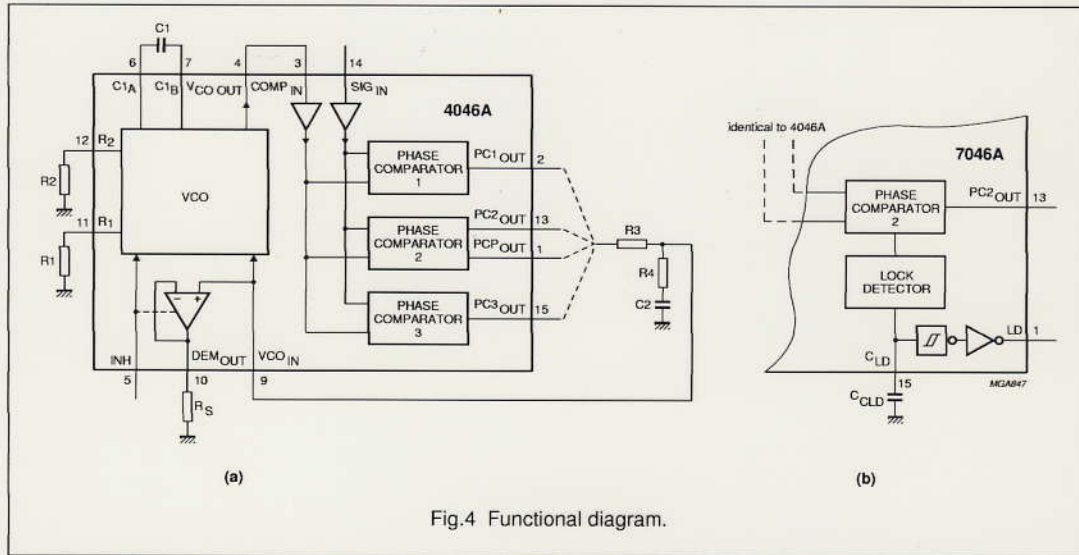


PFD



Phase-locked-loop with VCO

74HC/HCT4046A

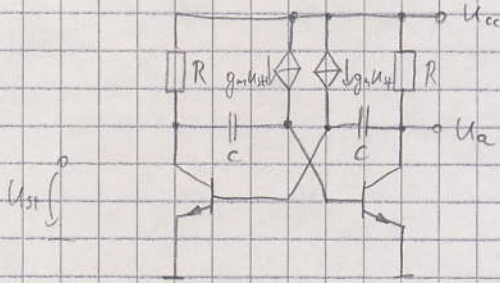


VCO

a) LC-Oszillatoren



b) Multivibratoren



FEATURES

- Quadrature VCO Outputs
- Wide Frequency Range (0.01Hz to 300kHz)
- Wide Supply Voltage Range (4.5V to 20V)
- TTL/HCMOS Compatible ($V_{CC} = 5VDC$)
- Wide Dynamic Range (2mV to 3Vrms)
- Adjustable Tracking Range ($\pm 1\%$ to $\pm 80\%$)
- Excellent Temp. Stability 20ppm/°C, Typ.

APPLICATIONS

- Frequency Synthesis
- Data Synchronization
- FM Detection
- Tracking Filters
- FSK Demodulation

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2212 is an ultra-stable monolithic phase-locked loop (PLL) system especially designed for data communications and control system applications. Its on board reference and uncommitted operational amplifier, together with a typical temperature stability of better than 20ppm/°C, make it ideally suited for frequency synthesis,

FM detection, and tracking filter applications. The wide input dynamic range, large operating voltage range, large frequency range, and HCMOS and TTL compatibility contribute to the usefulness and wide applicability of this device.

ORDERING INFORMATION

Part No.	Package	Operating Temperature Range
XR-2212M	16 Lead 300 Mil CDIP	-55°C to +125°C
XR-2212CP	16 Lead 300 Mil PDIP	0°C to +70°C
XR-2212P	16 Lead 300 Mil PDIP	-40°C to +85°C

BLOCK DIAGRAM

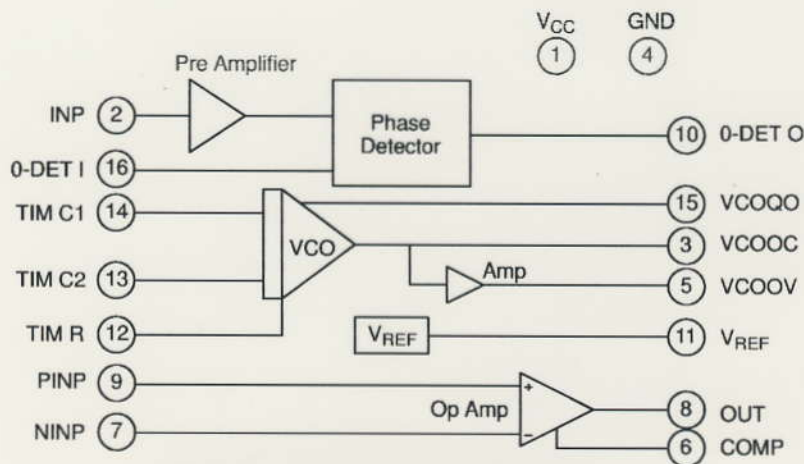


Figure 1. XR-2212 Block Diagram

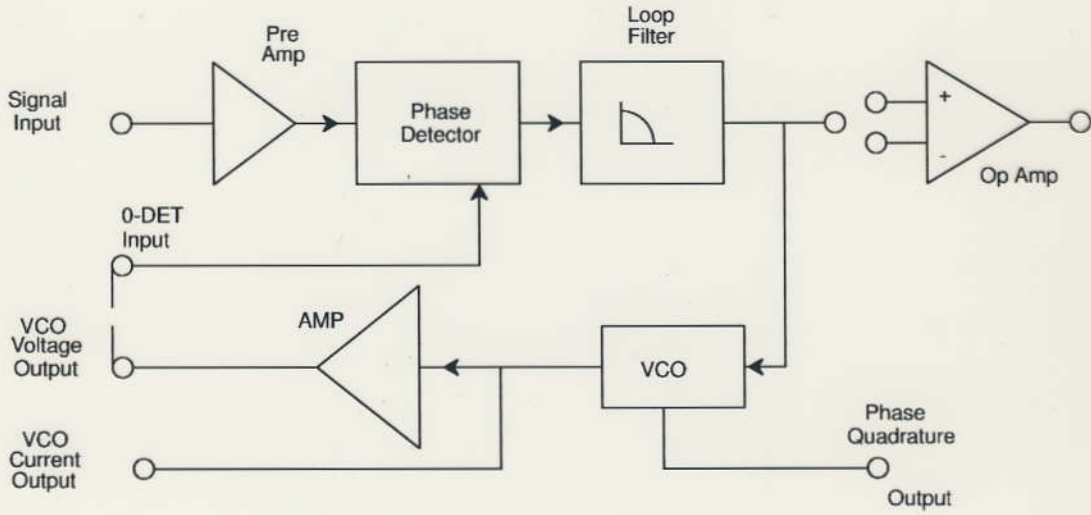


Figure 2. Functional Block Diagram of XR-2212 Precision PLL System

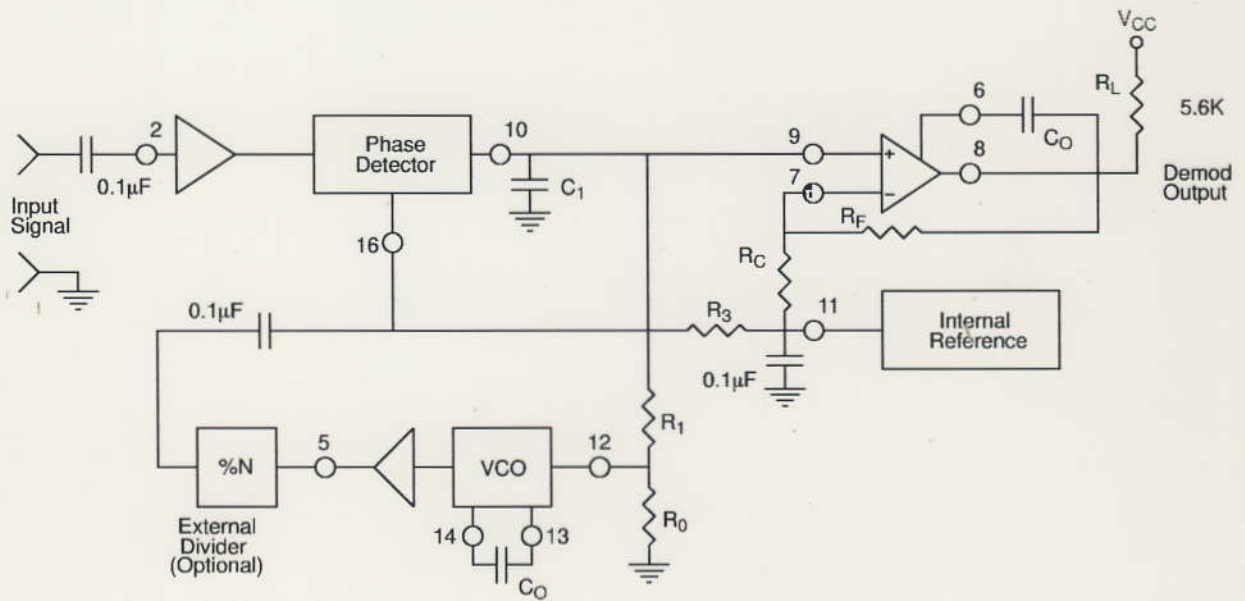


Figure 3. Generalized Circuit Connection for FM Detection, Signal Tracking or Frequency Synthesis

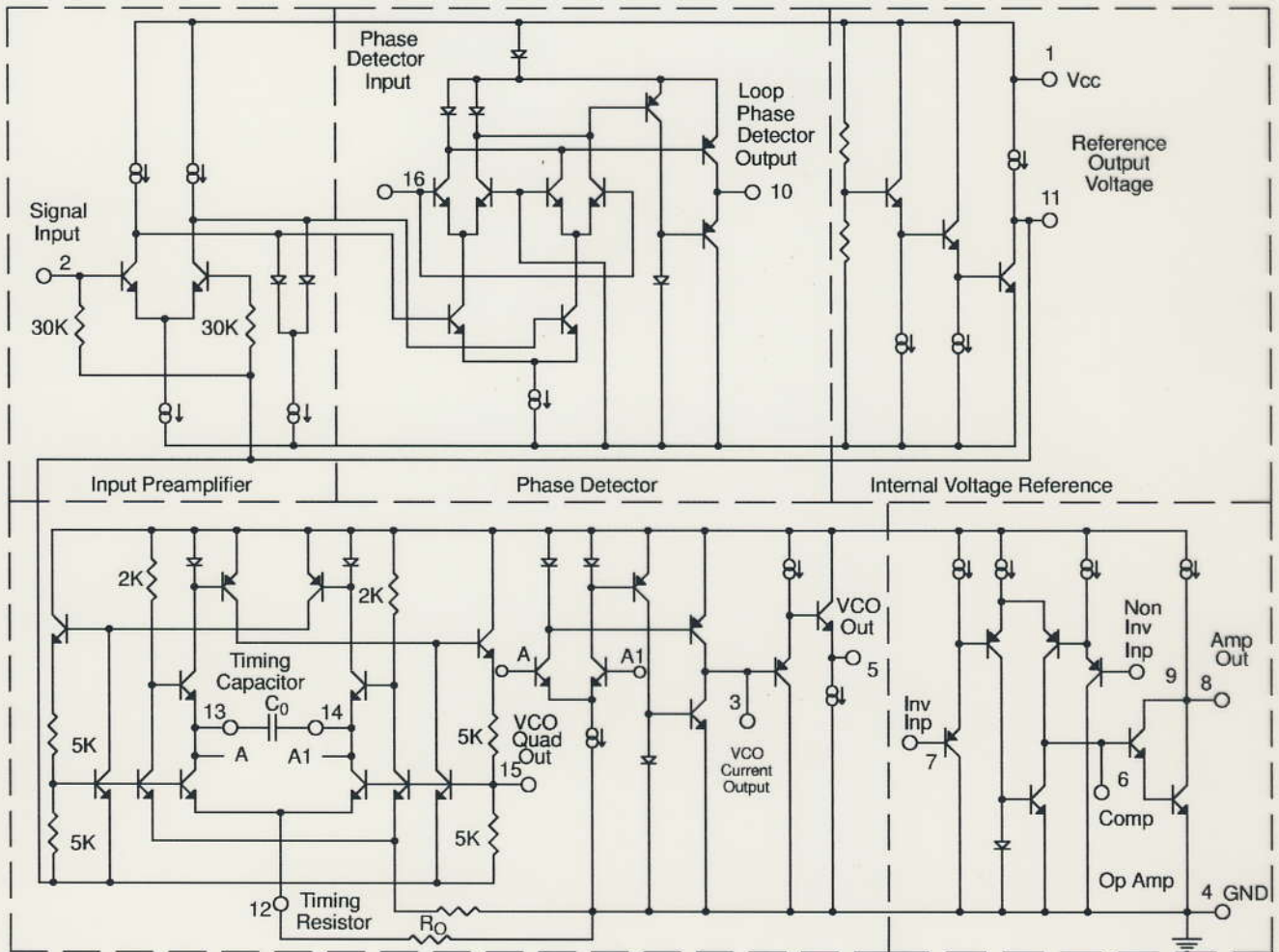


Figure 4. Simplified Circuit Schematic of XR-2212